

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 03283289
PUBLICATION DATE : 13-12-91

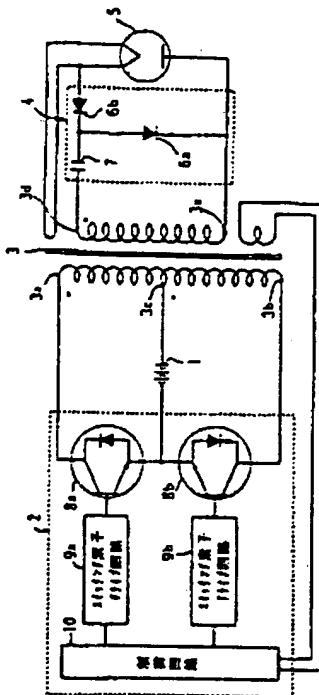
APPLICATION DATE : 29-03-90
APPLICATION NUMBER : 02082065

APPLICANT : SHARP CORP;

INVENTOR : KODAMA HIROICHI;

INT.CL. : H05B 6/68 H02M 7/538

TITLE : DRIVING CIRCUIT FOR INVERTER
MICROWAVE OVEN



ABSTRACT : PURPOSE: To use a low-voltage DC power source as power source and also make a driving circuit compact at reduced cost and also achieve high output by adjusting the leakage inductance of a step-up transformer and the value of the condenser of a voltage doubler rectifier circuit or the duty cycle of a switching element so that half the cycle of the waveform of a current passed through the switching element is set equal to the duty cycle.

CONSTITUTION: The current waveform of a switching element is vibrated at characteristic frequency decided by the leakage inductance of a step-up transformer 3, a voltage doubler condensor 7 and circuit resistance. Half the cycle of the characteristic frequency is made equal to the ON time of the switching element by adjustment of the value of the leakage inductance of the step-up transformer or the ON time of the switching element, whereby circuit output power being output is maximized.

COPYRIGHT: (C)1991,JPO&Japio

⑫ 公開特許公報 (A)

平3-283289

⑬ Int.Cl.⁵H 05 B 6/68
H 02 M 7/538

識別記号

320 A

府内整理番号

8815-3K

⑭ 公開 平成3年(1991)12月13日

8730-5H

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全7頁)

⑮ 発明の名称 インバータ電子レンジの駆動回路

⑯ 特願 平2-82065

⑰ 出願 平2(1990)3月29日

⑱ 発明者 岡本光央 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ株式会社
内⑲ 発明者 小玉博一 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ株式会社
内

⑳ 出願人 シャープ株式会社 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

㉑ 代理人 弁理士 青山葆 外1名

明細書

1. 発明の名称

インバータ電子レンジの駆動回路

2. 特許請求の範囲

(1) 直流をスイッチングする2つのスイッチング素子と、この2つのスイッチング素子を同時にオフする期間を設けて、同じデューティサイクルで交互にオンする制御手段とを有するブッシュ型電圧型インバータ回路と、

上記インバータ回路から交流がセンタータップを有する1次側巻線に供給される昇圧トランスと、上記昇圧トランスの2次側巻線に接続され、マグネットロンに電力を供給する倍電圧整流回路とを備えて、

上記昇圧トランスのリーケージインダクタンスおよび倍電圧整流回路のコンデンサの値、あるいは上記スイッチング素子のデューティサイクルを調整して、上記スイッチング素子に流れる電流波形の2分の1周期が上記デューティサイクルと等しくなるように設定したことを特徴とするインバ

ータ電子レンジの駆動回路。

3. 発明の詳細な説明

<産業上の利用分野>

本発明は、低電圧直流電源を高電圧の高周波電流に変換し、これを倍電圧整流回路により整流してマグネットロンに電力を供給するインバータ電子レンジの駆動回路に関するものである。

<従来の技術>

近年、通常は商用交流電源で使用される電気・電子機器であって、屋外でも使用可能な機器が各種開発されている。屋外での使用に際しては、電気・電子機器を自動車用蓄電池等の12V、24V等の低電圧直流電源で駆動する必要がある。そして、現在広く利用されているインバータ電子レンジにおいても屋外での使用が試みられている。

従来の典型的なインバータ電子レンジの構成を第5図に示す。このインバータ電子レンジでは商用電源(100V, 50/60Hz)から得られた交流電力は整流回路で直流電力に変換される。この直流電力は一石共振型インバータ回路で高周波

化され、昇圧トランスで昇圧される。トランス出力は倍電圧整流回路で整流され、マグネットロンの駆動に利用される。

- 上記インバータ電子レンジを低電圧直流電源で使用する場合には、第6図に示すように、低電圧直流電源とインバータ電子レンジの間にDC/A Cインバータを設け、低電圧直流電源の出力をDC/A Cインバータによって商用交流電源と同じ100V、50/60Hzの交流電力に変換し、この交流電力でインバータ電子レンジを作動させていた。

<発明が解決しようとする課題>

上述したようにインバータ電子レンジを低電圧直流電源で使用する場合、DC/A Cインバータを使用して交流電力をインバータ電子レンジに入力する方法では、DC/A Cインバータとインバータ電子レンジのインバータ回路とで2度の電力変換が行なわれるため、電力の利用率が極めて低くなるという問題がある。また、2個のインバータを必要とすることから電源回路のコストも高くな

る。

また、従来のインバータ電子レンジの一石共振型インバータ電源回路に低電圧直流電源を直接に接続する仕様を変更することは理論的には可能であるが、電源電圧を低くする分、電流容量の非常に大きなスイッチング素子を必要とする。このような電流容量を持つスイッチング素子は現状では入手不可能な(市販されていない)、あるいは非常に高価なものとなる。

本発明はこのような現状に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、低電圧直流電源を電源として、しかも安価でコンパクト、かつ高出力なインバータ電子レンジの駆動回路を提供することにある。

<課題を解決するための手段>

本発明のインバータ電子レンジの駆動回路は、直流をスイッチングする2つのスイッチング素子と、この2つのスイッチング素子を同時にオフする期間を設けて、同じデューティサイクルで交互にオンする制御手段とを有するブッシュブル電圧

型インバータ回路と、上記インバータ回路から交流がセンタータップを有する1次側巻線に供給される昇圧トランスと、上記昇圧トランスの2次側巻線に接続され、マグネットロンに電力を供給する倍電圧整流回路とを備えて、上記昇圧トランスのリーケージインダクタンスおよび倍電圧整流回路のコンデンサの値、あるいは上記スイッチング素子のデューティサイクルを調整して、上記スイッチング素子に流れる電流波形の2分の1周期が上記デューティサイクルと等しくなるように設定したことを特徴としている。

<作用>

2つのスイッチング素子を同時にオフした状態(休止期間)から、一方のスイッチング素子をオンすると、倍電圧コンデンサは昇圧トランスのリーケージインダクタンス、倍電圧整流回路の倍電圧コンデンサのキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネットロンの抵抗は除く)で定まる振動の弧を描く電流で充電される。倍電圧コンデンサの充電電圧の大きさは倍電圧コンデンサの初期電圧とスイッ

チング素子のオン時間の長さで決まる。次に、前記と同じスイッチング素子をオフすると、昇圧トランスに蓄えられた電磁エネルギーが倍電圧コンデンサに供給されながら電源に回生され、休止期間となる。

次に、休止期間の後、他方のスイッチング素子をオンすると、昇圧トランスのリーケージインダクタンスと倍電圧コンデンサのキャパシティ、マグネットロンの抵抗を含む回路抵抗で定まる振動の弧を描く電流でマグネットロンに電気エネルギーが供給される。ここでマグネットロンに供給される電力は、倍電圧コンデンサの電圧とスイッチング素子のオン時間の長さで決まる。そしてスイッチング素子がオフすると、昇圧トランスに蓄えられた電磁エネルギーがマグネットロンに供給されながら電源に回生される。

以上のスイッチング動作が繰り返されてマグネットロンは高周波電力を発振する。

この場合において、スイッチング素子の電流波形は、昇圧トランスのリーケージインダクタンス、

倍電圧コンデンサおよび回路抵抗で定まる固有周波数で振動する。そして昇圧トランスのリーケージインダクタンス等の値を調整するか、スイッチング素子のオン時間を調整して、固有周波数の2分の1の周期とスイッチング素子のオン時間とを等しくしているので、出力される回路出力電力は最大となる。

<実施例>

以下、本発明のインバータ電子レンジの駆動回路について添付図面を参照して詳細に説明する。

第1図は本発明の一実施例を示す回路図である。第1図に示すように、このインバータ電子レンジは、低電圧直流電源(例えば自動車用蓄電池)1の直流電力を高周波電力に変換するブッシュブル電圧型インバータ回路(以下、インバータ回路)2と、電源電圧を昇圧する昇圧トランス3と、この昇圧トランス3の出力を整流する倍電圧半波整流回路4を備えており、この倍電圧半波整流回路4の出力によってマグネットロン5が駆動される。昇圧トランス3の2次側からは、マグネットロン5のフィ

ラメント加熱用電源も供給される。

上記倍電圧半波整流回路4は公知の構成を有しており、2個の高圧ダイオード6a, 6bおよび倍電圧コンデンサ7を備えている。

上記インバータ回路2は、2個のパワートランジスタ8a, 8bと、このパワートランジスタ8a, 8bを駆動するスイッチング素子ドライブ回路9a, 9bと、制御回路10を備えている。

上記パワートランジスタ8aおよび8bのコレクタは昇圧トランス3の1次巻線の一端3aおよび他端3bにそれぞれ接続され、またパワートランジスタ8aおよび8bのエミッタ同士が接続されており、パワートランジスタ8a, 8bのベースがスイッチング素子ドライブ回路9a, 9bを介して制御回路10によって駆動されることにより、昇圧トランス3の1次側を流れる電流が高速にスイッチングされる。トランジスタ8a, 8bに代えて、パワーMOSFET、IGBT等のスイッチング素子を用いてもよい。

直流電源1は、その一端がパワートランジスタ

8aのエミッタとパワートランジスタ8bのエミッタとの接続点に接続され、他端は昇圧トランス3の1次巻線のセンタータップ3cに接続されている。

第2図は制御回路10の回路図である。同図に示すように、発振回路11はトグルフリップフロップ12と鋸歯状波発生回路13に接続され、トグルフリップフロップ12は2つのANDゲート15a, 15bに、また鋸歯状波発生回路13は比較回路14を介して上記ANDゲート15a, 15bに接続されている。上記トグルフリップフロップ12は発振回路11の出力信号をトリガとして、2相分割信号を出力する。上記2相分割信号は2つANDゲート15a, 15bにそれぞれ入力される。一方、上記鋸歯状波発生回路13に与えられた発振出力は、発振回路11の発振周波数に同期した鋸歯状波に変換された後に、比較回路14に入力される。そして、この比較回路14において、マグネットロン5の出力を決定するための基準値(すなわちパワートランジスタをオンする時間を設定

するためのスレッショルドレベル)と鋸歯状波との比較が行なわれ、比較回路14の出力は鋸歯状波の電圧レベルが基準値より大きい期間にハイレベルになり、予め設定されたオン時間となるよう変調される。変調された信号は上記ANDゲート15a, 15bに入力され、トグルフリップフロップ12で2相に分割された信号とANDをとることで、2つのパワートランジスタを同時にオフする期間を持ちながら、パワートランジスタ8a, 8bを交互に駆動する。

上記ANDゲート15aおよび15bの出力は、それぞれスイッチング素子ドライブ回路9a, 9bを経て、パワートランジスタ8aおよび8bのベースに与えられる。ANDゲート15aの出力がハイレベルの時、パワートランジスタ8aはオン状態になる。またANDゲート15bの出力はハイレベルの時パワートランジスタ8bはオン状態になる。

第3図は制御回路10の動作タイミングを示す図である。同図に示すように、ANDゲート15a

及び I_{5b} の出力は交互にハイレベルになるので、パワートランジスタ $8a$ および $8b$ も交互にオン状態にされる。ここでANDゲート I_{5a} および I_{5b} の出力は同時にローレベルになる期間、つまりデットタイムが存在するよう、基準値が設定されている。なお、デットタイムは2つのパワートランジスタ $8a, 8b$ が同時にオンして短絡状態になるのを防止するために設けたものである。

次に、本実施例の動作を説明する。パワートランジスタ $8a$ および $8b$ がともにオフしている状態からパワートランジスタ $8b$ がオンされると、昇圧トランス 3 の2次側回路は高圧コンデンサ 7 、高圧ダイオード $6a$ 、昇圧トランス 3 の2次巻線の一端 $3d$ 、2次巻線の他端 $3e$ 、マグネットロン 5 の閉ループに電流が流れ、マグネットロン 5 に電気エネルギーが供給される。ここでマグネットロン 5 に供給される電力は倍電圧コンデンサ 7 の電圧とパワートランジスタ $8a, 8b$ のオン時間の長さで決まる。そしてパワートランジスタ $8a$ をオフすると、昇圧トランス 3 に蓄えられた電磁エネルギーはマグネットロン 5 に供給されながら電源 1 に回生される。以上の動作が繰り返されてマグネットロン 5 は高周波電力の発振を続ける。

次に、再び上記と同じパワートランジスタ $8b$ をオフすると、昇圧トランス 3 に蓄えられた電磁

エネルギーが倍電圧コンデンサ 7 に供給されながら電源 1 に回生され、2つのパワートランジスタ $8a, 8b$ が同時オフする間に移る。

次に、パワートランジスタ $8a$ がオンされると、昇圧トランス 3 の2次側回路は高圧ダイオード $6b$ 、倍電圧コンデンサ 7 、昇圧トランス 3 の2次巻線の一端 $3d$ 、2次巻線の他端 $3e$ 、マグネットロン 5 の閉ループに電流が流れ、マグネットロン 5 に電気エネルギーが供給される。ここでマグネットロン 5 に供給される電力は倍電圧コンデンサ 7 の電圧とパワートランジスタ $8a, 8b$ のオン時間の長さで決まる。そしてパワートランジスタ $8a$ をオフすると、昇圧トランス 3 に蓄えられた電磁エネルギーはマグネットロン 5 に供給されながら電源 1 に回生される。以上の動作が繰り返されてマグネットロン 5 は高周波電力の発振を続ける。

上記倍電圧コンデンサ 7 には昇圧トランス 3 のリーケージインダクタンス、倍電圧コンデンサ 7 のキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネットロン 5 の抵抗分は除く)で定まる振動の弧を描くパワートランジスタ $8a$ のコレクタ電流波形と同様の電流波形で充電され、またマグネットロン 5 に昇圧トランス 3 のリーケージインダクタンスと倍電圧コンデンサ 7 のキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネットロン 5 の抵抗分を含む)で定まる振動の弧を描くパワートランジスタ $8b$ のコレクタ電流波形と同様の電流波形で電気エネルギーが供給される。

第4図(a)は本実施例におけるパワートランジスタに流れる電流波形を示す図である。同図を参照して回路出力電力が向上できることを詳細に説明する。上記電流波形は昇圧トランス 3 のリーケージインダクタンス、倍電圧コンデンサ 7 のキャパシタンス、回路抵抗の各値で定まる固有周波数 F で振動する。この波形の2分の1周期をパワートランジスタのオン時間 T_{on} に等しくなるように振動させると($T_{on} = 1/(2F)$ にすると)、第4図(a)に示すようにパワートランジスタのオン期間における電流(電流波形のオン期間における積分値)を最大にでき、したがって、回路出力電力

も最大にできる。 $T_{on} < 1/(2F)$, $T_{on} > 1/(2F)$ にすると、第4図(b), (c)に示すように、オン期間の電流が小さくなる。

具体的な昇圧トランス 3 のリーケージインダクタンスと倍電圧コンデンサ 7 のキャパシタンスの設定は以下の通りである。

パワートランジスタの電流波形の固有周波数 F は次式で示される。

$$F = \frac{\beta}{2\pi}, \text{ 但し } \beta = \sqrt{\frac{1}{n^2 \cdot L \cdot C} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

ここで、 L : 昇圧トランスのリーケージインダクタンス

C : 倍電圧コンデンサのキャパシタンス

R : 回路抵抗

n : 昇圧用トランス巻数比

したがって、パワートランジスタ $8a, 8b$ のオン時間を T_{on} として

$$T_{on} = \frac{1}{2F} = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{n^2 \cdot L \cdot C} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}}$$

特開平3-283289(5)

となるようにし、Cの値を設定する。また逆に、し、C、Rで定まる固有周波数の周期の2分の1にパワートランジスタ8a、8bのオン時間設定してもよい。また、ここでは昇圧トランス3のリーケージイングクタンスとしているが、インダクタンス値の調整を行う場合、コイルを回路に追加してもよい。

また、先に述べた通り、パワートランジスタ8bがオンして、倍電圧コンデンサ7に充電される期間の回路抵抗はマグネットロン5の抵抗分を含まないが、パワートランジスタ8aがオンしてマグネットロン5に電気エネルギーが供給される期間の回路抵抗はマグネットロン5の抵抗分を含む。このとき回路抵抗にはマグネットロン5の抵抗分として、マグネットロン5の等価抵抗を1次側に変換した値(昇圧トランス3の巻数比の2乗で除した値)が加わる。しかしながら、本回路では低電圧直流電源を電源としており、商用電源を直接整流するのと比較して、昇圧トランスの巻数比nが高いことからマグネットロンの5の抵抗分は非常に小さい。し

たがって、パワートランジスタ8aがオン期間でも、またパワートランジスタ8bがオン期間でも同様のスイッチング電流波形が得られ、どちらの場合であっても最大出力が得られる。

なお、いずれの場合でも2つのパワートランジスタ8aおよび8bのオン時間は、昇圧トランス3の偏磁防止のため等しく制御する必要がある。

<発明の効果>

以上のように、本発明によれば、従来とは異なり、DC/ACインバータを使用せず、またスイッチング素子の電流波形の固有周波数の2分の1の周期をスイッチング素子のオン時間と等しくしているので、安価で電力利用効率の高い、かつ高出力なインバータ電子レンジの駆動回路を提供できる。さらに、低電圧の直流電源を直接高周波電流に変換しているので、駆動回路の中でも最も大きく、しかも重量のある昇圧用トランスの小型化、軽量化が可能となり、駆動回路のコンパクト化が図れる。

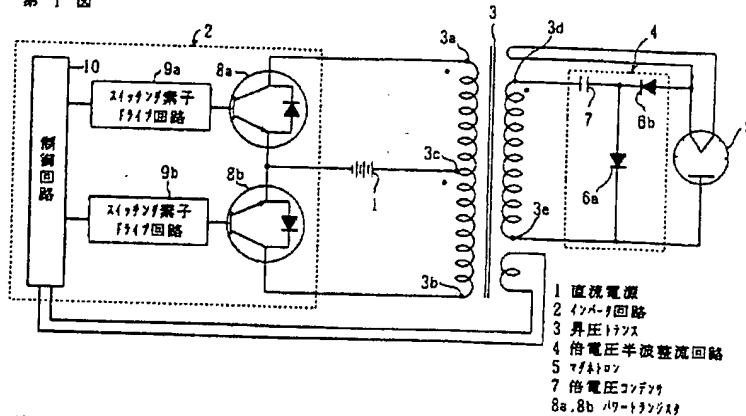
4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の実施例に係るインバータ電子レンジの駆動回路の回路図、第2図は制御回路のブロック図、第3図は制御回路の各制御信号の波形図、第4図(a)は本実施例のパワートランジスタのスイッチング電流波形を示す図、第4図(b)、(c)は比較例のパワートランジスタのスイッチング電流波形を示す図、第5図は従来のインバータ電子レンジの回路ブロック図、第6図は低電圧直流電源を用いて従来のインバータ電子レンジを駆動する方法を示す図である。

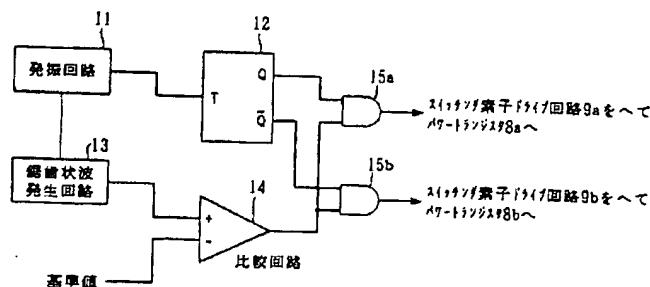
- 1…直流電源、2…インバータ回路、
- 3…昇圧トランス、4…倍電圧半波整流回路、
- 8a、8b…パワートランジスタ、
- 9a、9b…スイッチング素子ドライブ回路。

特許出願人 シャープ株式会社
代理人 弁理士 青山 葵ほか1名

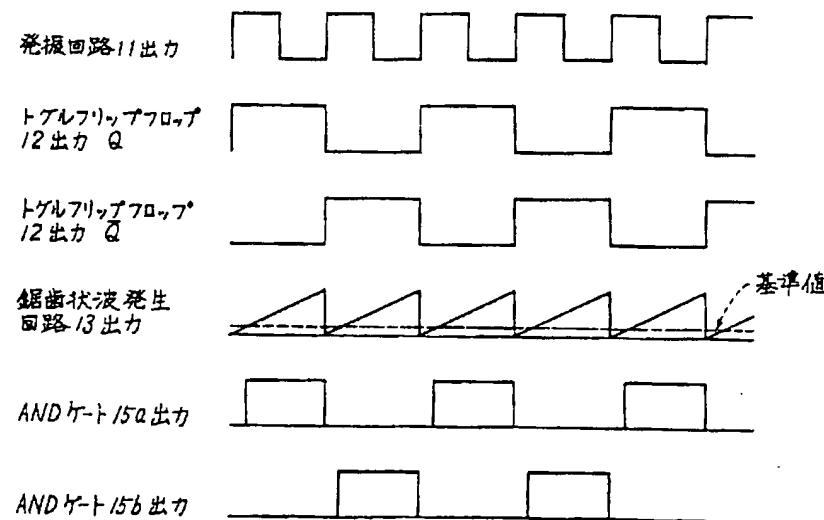
第1図

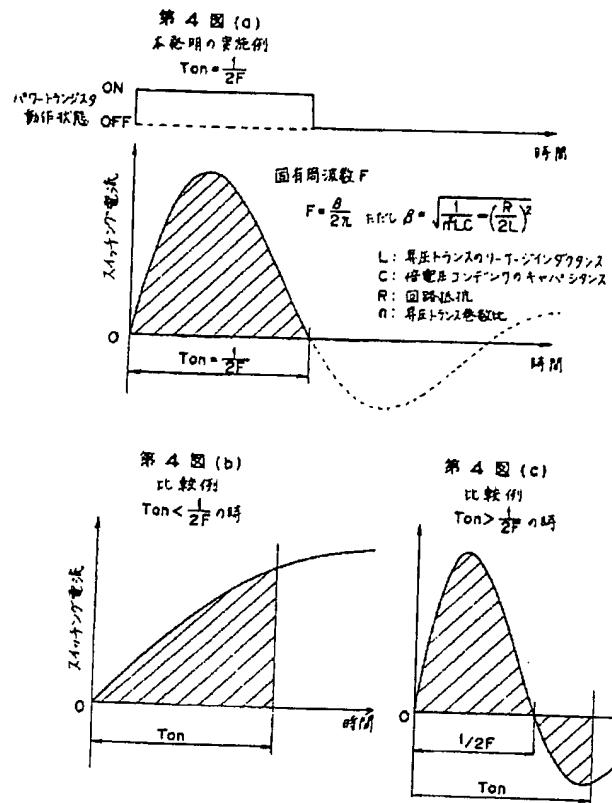


第2図

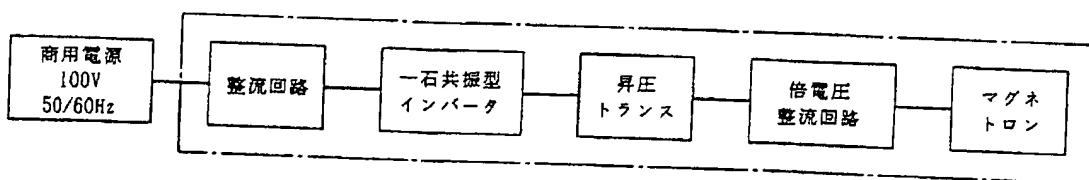


第3図





第5図



第6図

